

Laid-Open No.: 2002-0003876

Title: Method and Apparatus for Forming Antenna Array Beams

Abstract:

Provided is a method for forming antenna array beams. The antenna array beam forming method adopts independent transmission weight coefficients for a plurality of subscriber unit 105 to 107 to which a transmission communication unit 101 provides services. The optimization of the weight coefficients is a joint venture rather than an independent venture of the subscriber units. Desirably, joint optimization is implemented in the transmission communication unit based on the recognition of inter-cell and intra-cell interferences that are observed in each subscriber unit and the recognition of the channel between itself and each subscriber unit. The joint optimization 404 of the weight coefficients is a complicated process. To simplify the process, used (409 and 410) are approximate values of optimization standards that allow the weight coefficients corresponding to the subscriber units to be optimized independently (410) rather than jointly. Since the process of the present invention considers self-interface, it can produce weight coefficients more closely to optimization than the process of conventional technology.

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. H01Q 3/00	(11) 공개번호 (43) 공개일자	특2002-0003876 2002년01월15일
(21) 출원번호	10-2001-7014135	
(22) 출원일자	2001년11월06일	
번역문 제출일자	2001년11월06일	
(86) 국제출원번호	PCT/US2001/07700	
(86) 국제출원출원일자	2001년03월09일	
(87) 국제공개번호	WO 2001/67633	
(87) 국제공개일자	2001년09월13일	
(81) 지정국	국내특허: 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아-헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기즈, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 라이베리아, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크메니스탄, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 아랍에미리트, 안티구아바부다, 코스타리카, 도미니카연방, 알제리, 모로코, 탄자니아, 남아프리카, 모잠비크, 인도네시아, 인도, 가나, 크로아티아, 유고슬라비아, 짐바브웨, 그레나다, 시에라리온, 감비아, 벨리즈 AP ARIPO특허: 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 시에라리온, 가나, 감비아, 짐바브웨, 모잠비크, 탄자니아 EA 유라시아특허: 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기즈, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크메니스탄 EP 유럽특허: 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스, 터키, 리히텐슈타인 OA OAPI특허: 부르키나파소, 베냉, 중앙아프리카, 콩고, 코트디부아르, 카메룬, 가봉, 기네, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기네비쏘, 적도기네	
(30) 우선권 주장	60/188,117 2000년03월09일 미국(US) 09/801,892 2001년03월08일 미국(US)	
(71) 출원인	모토로라 인코포레이티드, 비센트 비.인그라시아, 알크 엠 아헨 미국 000-000 미국, 일리노이 60196, 샤움버그, 이스트 앨공권 로드 1303	
(72) 발명자	프랭크, 폴린, 디. 미국 미국60657일리노이주시카고웨스트브롬프톤넘버3729	
(74) 대리인	주성민 이중희 백만기	
(77) 심사청구	있음	
(54) 출원명	안테나 어레이 빔형성을 위한 방법 및 장치	

명세서

기술분야

본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로, 더욱 자세하게는, 무선 통신 시스템에 있어서 안테나 어레이의 이용에 관한 것이다.

배경기술

무선 통신 시스템 설계시 중요한 목적은, 시스템 용량을 최대화하는 것으로, 즉, 통신 시스템에 의해 동시에 서비스될 수 있는 사용자수를 최대화하는 것이다. 시스템 용량을 증가시키는 하나의 방법은, 각 사용자에게 할당된 전송 전력을 낮추는 것이다. 할당된 전송 전력을 낮춤으로써, 모든 사용자에게 대한 간섭을 줄이게 되어, 상기 시스템에 새 사용자들이 추가되는 것을 허용하게 된다.

발명의 상세한 설명

각 사용자, 즉, 가입자 장치(subscriber unit)에 할당된 전송 전력을 낮추는 하나의 방법은, 가입자 장치와 그 사용자를 서비스하는 기지국간의 통신 채널, 즉, 무선 링크의 효율을 증가시키는 것이다. 무선 링크의 효율을 증가시키는 하나의 방법은, 전송 안테나 다이버시티 시스템을 이용하여 목표 가입자 장치에 정보를 방송하는 것이다. 전송 안테나 다이버시티 시스템은 전송되는 신호가 빔형성되는 것을 허용하므로, 보다 좁고, 보다 집중된 빔이 사용자에게 전송된다. 안테나 빔형성은, 기지국이 상기 신호에 할당된 전송 전력을 낮추도록 하는데, 이는 할당된 전력이 덜 넓게 분산되기 때문이다. 또한, 상기 빔이 보다 좁게 집중되므로, 안테나 빔형성은, 전송된 신호의 다중 경로 페이딩 및 목표하지 않은 사용자와의 간섭을 줄이게 된다.

안테나 빙형성의 하나의 방법은 2-안테나 다이버시티를 수반한다. 2-안테나 다이버시티는, 신호를 전송하게 위해 2개의 안테나들, 또는 여러 이 소자들로부터 이루어진 안테나 어레이를 이용하고, 최적화 기술을 적용하여, 단일 안테나를 이용할 때 제공되는 성능 이상으로 전송되는 신호의 품질을 개선하게 된다. 2-안테나 다이버시티의 가장 간단한 형태들 중 하나의 형태는, 2-안테나 선택 전송 다이버시티(STD: Selection Transmit Diversity)이다. 그 이름에서 알 수 있는 바와 같이, 상기 방법은 특정 통신을 위한 송신기로 이용되는 안테나로서 2개의 안테나들 중 하나의 안테나를 선택하는 단계를 포함한다. 안테나를 선택하는 통상의 방법은, 트레이닝, 동기화, 또는 목표 가입자 장치와 교환되는 데이터 통신에 관해, 최고(最高) 수신 전력을 갖는 안테나를 선택하는 단계를 포함한다.

안테나 빙형성의 다른 방법은, 안테나 어레이의 각 소자에 의해 전송되는 신호를 개별적으로 가중하는(weighting) 단계를 포함한다. 안테나 어레이의 소자들이 가중되고 적당하게 페이즈(phase)되면, 이들 소자들로부터 방출된 신호들은 목표 가입자 장치의 수신기에 적극적으로 더해지게 된다. 그러나, 전송 어레이에 최적의 가중이 적용될 수 있기 전, 2가지 조건들이 만족되어야 한다. 첫째로, 각각의 어레이 소자들과 당해 가입자간의 채널이 알려져야(既知)한다. 둘째로, 당해 가입자 장치의 신호 대 잡음비를 계산하는 것이 가능해야 한다.

이전 연구들은, 다수의 가입자 장치들 각각에 대한 안테나 어레이에서 결정되는 가중(weightings)을 최적화하는 것에 관한 것이었다. (이하, "T xAA"로 지칭되는)계수들을 가중하는 현재 방법은, 목표 가입자 장치의 간섭 환경이 인터 셀(inter-cell)간섭에 의해 지배되는 경우에만 최적화된 다(주어진 전송 전력 레벨에 대해 가입자 장치에서 신호 대 잡음비를 최대화하는 의미에서의 최적화). 그러나, 다수의 응용들에서, 특히 데이터 응용들의 경우, 목표 가입자 장치가 기지국에 근접하므로, 자기 간섭(self-interference)이 지배적인 간섭원(源)이 된다. 이들 조건들에서, 송신기 가중 계수들을 최적화하는 현재 방법은 상당히 비최적화될 수 있다.

또한, 계수들을 가중하는 현재 방법은, 다중 경로 지연에 의해 도입되는 자기 간섭을 고려하지 않는다. 사실, 현재 방법은 다음 2개의 조건들 중 하나의 조건이 유지되는 경우에만 최적화된다: (i) 전파 채널이 단일 경로만을 갖는다, 또는 (ii) 인터 셀 간섭 전력 대 인트라 셀(intra-cell) 간섭 전력 비가 제로(0)이다. 후자의 조건은 결코 정확하게 만족될 수 없지만, 어떤 환경들에서 허용가능한 근사치로 될 수는 있다. (i) 또는 (ii)의 조건들이 없는 경우, 상기 계수들을 가중하는 현재의 방법이 훨씬 더 간단한 선택 전송 다이버시티(STD) 가중 시스템보다 더 나쁘게 수행되는 상황이 발생하게 된다.

따라서, 계수들을 가중하는 현재의 방법은 다수의 동작 환경들에서 덜 최적화된다. 따라서, 다중 경로 페이딩이 높은 환경에서 또는 자기 간섭이 상당하거나 인트라 셀 간섭이 인터셀 간섭보다 우세한 환경들에서 안테나 어레이의 성능을 최적화하는 안테나 어레이 빙형성 기술을 필요로 하게 된다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 통신 시스템의 블록도이다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 전송 통신 장치의 블록도이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 전송 통신 장치의 다중 전송 신호 경로들의 블록도이다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 전송 통신 장치에 의해 실행되는 안테나 빙형성 단계들의 논리 흐름도이다.

도 5는, 현재의 계수 가중 시스템을 이용하는 경우와 선택 전송 다이버시티 시스템을 이용하는 경우에 있어서, 안테나 어레이에 의해 전송되는 신호를 위한 정합 필터 수신기의 출력에서의 신호 대 잡음비를 비교하는 표이다.

도 6은, 현재의 계수 가중 시스템을 이용하는 전송 통신 장치의 경우와, 본 발명의 일 실시예에 따라 결정된 최적화된 전송 안테나 어레이 가중을 이용하는 전송 통신 장치의 경우에 있어서, 수신된 신호에 대한 정합 필터 수신기의 출력을 비교하는 표이다.

실시예

다중 경로 페이딩이 높은 환경에서 또는 자기 간섭이 상당하거나 인트라 셀 간섭이 인터셀 간섭보다 우세한 환경들에서 안테나 어레이의 성능을 최적화하기 위해, 안테나 어레이 빙형성 기술은 전송 통신 장치에 의해 서비스되는 다수의 가입자 장치들에 대해 독립적인 전송 가중 계수들을 채용한다. 가중 계수의 최적화는, 다수의 가입자 장치들의 독립 벤처(venture)라기 보다는 공동 벤처이다. 바람직하게는, 공동(joint) 최적화는, 전송 통신 장치에서 구현되며, 각 가입자 장치에서 관찰되는 인터셀 및 인트라셀 간섭의 인식뿐만 아니라, 각 가입자 장치와 그 자신간의 채널의 인식에 기초하여 최적화되는 통신 장치를 수반한다. 가중 계수들의 공동 최적화는, 복잡한 프로세스이며, 상기 프로세스를 간단히 하기 위해, 가입자 장치에 대응하는 가중 계수들이 공동으로 보다는 독립적으로 최적화되는 것을 허용하는 최적화 기준들이 정의된다. 상기 기술은 자기 간섭을 고려하므로, 현재의 전송 방법의 안테나 어레이 가중보다 더 최적화에 근사한 가중을 산출하게 된다.

이하, 도 1 내지 도 6을 참조하여 본 발명을 더 상세하게 설명한다. 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템(100)의 블록도이다. 바람직하게는, 통신 시스템(100)은, 다중("K") 직교 통신 채널들을 포함하는 코드분할 다중접속(CDMA) 통신 시스템이지만, 당해 기술분야에서 숙련된 당업자들은, 본 발명이 시분할 다중접속(TDMA) 통신 시스템 또는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 통신 시스템 등의, 임의의 무선 통신 시스템에서도 이용될 수 있음을 알 수 있다. 바람직하게는, 각 통신 채널은, 월시 코드(Walsh code) 등의 의사 잡음(PN) 시퀀스들과 같은, 다수의 직교 확산 코드들 중 하나의 코드를 구비한다. 확산 코드의 이용은, 동일 주파수 대역폭내에 다수의 통신 채널들의 공존을 허용한다.

통신 시스템(100)은, (도시된 3개의) 다수의 지리적으로 다양한 기지국들(101-103)을 포함한다. 각 기지국(101-103)은, 각각의 서비스 커버리지 지역, 즉, 셀(111-113)에 통신 서비스를 제공한다. 바람직하게는, 각 기지국(101-103)은, (도시된 2개의), 다수의 어레이 소자들(121, 122)을 갖는 적어도 하나의 안테나 어레이(120)를 포함한다. 또한, 통신 시스템(100)은, 휴대전화, 무선전화, 또는 무선모뎀 등의, (도시된 3개의) 다수의 가입자 장치들(105-107)을 더 포함한다. 각 가입자 장치(105-107)는, 다수의 레이크 핑거들(Rake fingers)을 갖는 정합 필터 레이크 수신기를 포함한다. 정합 필터 레이크 수신기들은 당해 기술분야에서 널리 공지되어 있으므로, 여기에서는 더 상세하게 설명하지는 않는다. 서빙(serving) 기지국(예를 들어, 기지국(101))은, 가입자 장치가 서빙 기지국의 셀(예를 들어, 셀(111))내에 위치하고 있는 동안, 각 가입자 장치(105-107)에 대한 무선 통신 서비스를 관리하고 제공한다.

본 발명의 또 다른 실시예, 즉, "분할된(sectorized)" 실시예에서, 각 셀(111-113)은 다수의 섹터들로 분할될 수도 있다. 상기 분할된 실시예에서, 각 기지국(101-103)은, 각각이 다수의 어레이 소자들을 포함하는 다수의 안테나 어레이들을 포함한다. 각 기지국(101-103)의 다수의 안테나 어레이들 중 적어도 하나의 안테나 어레이는, 각 대응 셀의 다수의 섹터들 중 각 섹터에 전용된다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 기지국(101-103)의 블록도이다. 상술한 바와 같이, 바람직하게는, 각 기지국(101-103)은 적어도 하나의 안테나 어레이(120) 및 관련된 어레이 소자들(121, 122)을 포함한다. 안테나 어레이(120)는, 마이크로프로세서 또는 디지털 신호 처리기(DSP) 등의, 처리기(206)에 교대로 각각 연결되는 송신부(202) 및 수신부(204)에 연결된다. 처리기(206) 및 관련 메모리(208)는, 기지국이 정보를 저장하고, 계산을 수행하며, 소프트웨어 프로그램을 실행할 수 있도록 한다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 기지국(101-103)의 다수의 전송 신호 경로들(300, 301)의 블록도이다. 각각의 전송 신호 경로(300, 301)는, 기지국의 안테나 어레이(120)의 다수의 어레이 소자들(121, 122) 중 하나의 소자에 대응한다. 데이터는, 기지국의 처리기(206)상에서 실행되는 응용 프로그램(application), 또는 공중 교환 전화망(PSTN) 또는 인터넷 등의, 외부 네트워크와의 인터페이스와 같은 데이터 소스(210)에 의해 기지국에 공급(source)된다.

데이터 소스(210)는 처리기(206)에 연결된다. 도 3에 도시된 바와 같이, 처리기(206)는, 인코더(302), 다수의 확산기들(306, 308; spreader), 및 다수의 기호 매퍼들(310, 312)을 포함한다. 인코더(302)는, 데이터 소스(210)로부터 데이터를 수신하고, 블록 코딩 방식 또는 컨벌루션 코딩 방식 등의, 소정의 코딩 방식을 이용하여 데이터를 인코딩한다. 그 후, 인코더(302)는 인코딩된 데이터를 다수의 확산기들(306, 308) 각각에 전달한다. 본 발명의 다른 실시예에서, 처리기(206)는, 다수의 확산기들(306, 308)에 전달되는 인코딩된 데이터에 앞서 인코딩된 데이터를 인터리브하는 인터리버를 더 포함할 수도 있다.

다수의 확산기들(306, 308) 중 각 확산기는 확산 코드 발생기(304)에 연결되며, 확산 코드 발생기에 의해 제공되는, 바람직하게는 월시 코드 등의 의사잡음(PN) 시퀀스인 확산 코드에 따라 인코딩된 데이터를 확산시킨다. 그 후, 각 확산기(306, 308)는, 확산된 데이터를 다수의 기호 매퍼들(310, 312) 중 각 기호 매퍼에 전달한다. 각 기호 매퍼(310, 312)는, 그 데이터를 기호들의 배열내에 포함된 다수의 기호들 중 하나의 기호로 매퍼하여, 변조된 데이터에 대응하는 기호 스트림을 생성한다. 본 발명의 일 실시예에서, 기호 매퍼들(310, 312)은 데이터를 매퍼하기 위해 직교 진폭 변조(QAM; Quadrature Amplitude Modulation) 매퍼 방식을 이용한다. 그러나, 이용되는 그 매퍼 방식이 본 발명에 중요한 것은 아니며, 당해 기술분야에서 숙련된 당업자들은, 본 발명의 정신 및 범위내에서 2위상 편이 변조 방식(BPSK) 또는 직교 위상 편이 변조(QPSK) 등의, 다양한 매퍼 방식들을 실현할 수 있음을 알 수 있다.

QAM 매퍼 방식에서, 각 기호 매퍼(310, 312)는, 확산된 데이터를 데이터 비트 등의, P개의 2진 데이터 유닛들의 군으로 분류하여, 다수의 P-튜플들(tuples; 짝)을 형성한다. 그 후, 각 기호 매퍼(310, 312)는 P-튜플을 M개의 가능한 포인트들 중 대응하는 포인트로 매퍼함으로써 다수의 P-튜플들 각각을 변조하며, 여기서, 소정의 QAM 배열에서 $M = 2^P$ 이다. 상기 목적을 위해, M개의 가능한 포인트들을 포함하는 소정의 QAM 배열은, 바람직하게는 복소 2차원(I/Q)공간인, 다차원 공간내에서 정의된다. 2차원 공간내의 각 포인트는 2개의 스케일된 기본 벡터들의 벡터합으로 간주될 수도 있다. 2개의 스케일된 기본 벡터들은, 대응하는 데이터 기호, 또는 배열 포인트의 동상(I) 성분 및 직교(Q) 성분에 각각 대응한다. 특정 포인트를 정의하는데 이용되는 2개의 기본 벡터들의 각 진폭은 그 포인트의 2차원 좌표들로 간주될 수도 있다. 기호 매퍼(310, 312)에 의한 각 P-튜플의 변조 후, 변조된 데이터는 전송을 위해 송신부(202)에 처리기(206)에 의해 전달된다.

송신부(202)는, 다수의 증폭기들(318, 320) 중 하나의 증폭기에 각각 연결되는 다수의 변조기들(314, 316)을 포함한다. 또한, 송신부(202)는, 다수의 증폭기들(318, 320) 중 하나의 증폭기와 다수의 안테나들(121, 122) 중 하나의 안테나간에 각각 연결되며 처리기(206)에 더 연결되는 다수의 가중기들(322, 324)을 포함한다. 다수의 변조기들(314, 316) 중 각 변조기는, 각 기호 매퍼(310, 312)로부터 변조된 데이터를 수신하고, 그 변조된 데이터를 무선 주파수(RF) 반송파 상에서 변조한다. 그 후, 각각의 변조된 반송파는, 각 변조기(9314, 316)에 연결된 증폭기에 전달되고, 거기에서 변조된 반송파는 증폭되고 증폭된 신호가 생성되고 증폭된 신호는 각 가중기(322, 324)에 전달된다. 각 가중기(322, 324)는, 처리기(206)에 의해 가중기에 제공된 가중 계수에 기초하여 증폭된 신호를 변조하고, 가중된 신호를 각 안테나(121, 122)를 통해 전송한다. 본 발명의 다른 실시예들에서, 각 가중기(322, 324)는, 변조기(314, 316)와 증폭기(318, 320)간에 삽입되거나, 또는, 변조기들(314, 316)에 선행하고 처리기(206)내에 위치할 수도 있다.

목표 가입자 장치의 서빙 기지국(즉, 기지국(101))으로부터 목표 가입자 장치(즉, 가입자 장치(105))에 의해 수신된 RF 신호의 강도를 최적화하고, 서빙 기지국과 그 서빙 기지국에 대응하는 셀(111)내의 다른 활성 가입자 장치들(예를 들어, 가입자 장치(106, 107))간의 통신과 RF 신호와의 간섭을 최소화하기 위해, 기지국(101)은 RF 신호의 방송을 위해 안테나 어레이 빔형성 기술을 채용한다. 안테나 어레이 빔형성 기술은, 기지국, 기지국 안테나 어레이(120)의 각 소자(121, 122)에 그 기지국에 의해 할당된 가중 계수에 기초하여 목표 가입자 장치(105)에 좁게 집중된 신호를 방송할 수 있도록 한다.

본 발명의 일 실시예, "공동 최적화" 실시예에서, 기지국(101)에 의해 서비스되는 다수의 가입자 장치들(105-107) 각각에 적용가능하며, 가입자 장치들 각각으로의 전송에 각각 적용되는 가중 계수들은, 공동으로 최적화된다. 바람직하게는, 가중 계수들의 공동 최적화는, 서빙 기지국(101)에 의해 수행되고, 서빙 기지국(101)에서 구현되며, 바람직하게는 기지국의 처리기(206)에 의해 수행된다. 공동 최적화 실시예에서, 가중 계수들은 서빙 기지국(101)에서 공동으로 최적화된다.

도 4는, 본 발명의 일 실시예에 따른, 기지국(101) 등의 전송 통신 장치에 의해 실행되는 안테나 빔형성 단계들의 논리 흐름도(400)이다. 논리 흐름은, 다수의 수신 통신 장치들, 즉 가입자 장치들(105-107) 각각이 정보를 전송할 때 시작하고(401), 전송 통신 장치, 즉, 기지국(101)이, 각 가입자 장치로부터, 가입자 장치와 각각의 안테나 소자들(121, 122)간의 전파 채널, 및 셀들(112 및 113)로부터, 즉, 서빙 기지국(101)에 의해 서비스되는 셀 이외의 셀들로부터 배경 간섭과 AWGN으로부터의 배경 간섭의 자동상관(autocorrelation)에 관한 정보를 수신한다(402). 다른 방법으로는, 각 셀이 다수의 벡터들을 포함하는 경우, 배경 간섭은, 가입자 장치가 위치하고 있는 셀이 아닌 셀(111)내의 벡터들로부터의 간섭을 포함할 수도 있다.

가입자 장치(105-107)는, 신호의 기지(既知) 버전을 갖는 소자로부터 수신된 신호를 상관시킴으로써, 가입자 장치와 어레이 소자(121, 122)간의 전파 채널을 측정한다. 예를 들어, 기지국(101)은, 가입자 장치에 알려지고 소자에 할당되는 파일럿 기호들의 시퀀스, 또는 소정의 파일럿 월시 코드 등의, 파일럿 코드를 소자를 통해 전송할 수도 있다. 가입자 장치가 전송된 신호를 수신하면, 가입자 장치는 수신된 신호를 기지의 파일럿 코드 또는 기호들과 상관시킨다. 그 후, 상기 비교에 기초하여, 가입자 장치는 채널에 기인하는 신호 왜곡을 결정한다.

배경 잡음의 자동상관을 측정하는 것은 다소 더 어렵다. 본 발명의 일 실시예에서, 가입자 장치(105-107)는 기지국(101)(모든 채널들)으로부터 수신된 신호를 복조하고 복조된 신호를 도착한 신호에서 뺄으로써, 배경 잡음의 자동상관을 측정한다. 그 결과 생성된 신호는, 배경 잡음으로만 이루어지고, 상기 신호의 자동상관은 그 자신에 대해 상기 신호를 상관시킴으로써 즉시 얻을 수 있다. 본 발명의 다른 실시예에서, 가입자 장치는, 기지국(101)이 그 자신의 전송된 신호를 짧은 시간 간격동안 주기적으로 블랭킹(blanking)함으로써, 자동상관을 측정할 수도 있다. 전송된 신호가 턴오프되는 짧은 시간 동안, 수신된 신호는 배경 잡음으로만 이루어진다. 다시, 간섭 자동상관은 그 자신에 대해 상기 신호를 상관시킴으로써 측정될 수 있다.

본 발명의 또 다른 실시예에서, 가입자 장치(105-107)는, 기지국(101)에 의해 전송된 수신 신호의 상관을 측정함으로써(그 자신에 대해 상기 신호를 상관시킴으로써) 배경 잡음의 자동상관을 측정할 수도 있다. 상기 상관은 신호 정정 함수와 배경 간섭 함수와의 합이다. 가입자 장치는 채널 전파 정보와 수신 신호 상관 함수 모두를 기지국(101)에 전송한다. 기지국(101)은, 전파 채널과 전송된 신호(예를 들어, 파일럿 신호) 모두의 인식에 기초하여, 가입자 장치에서 관찰되는 바와 같은, 전송된 신호에 대한 신호 상관을 계산한다. 그 후, 간섭 상관은, 수신된 신호의 상관 함수로부터 전송된 신호에 대해 계산된 상관을 뺄으로써 얻어진다.

다수의 어레이 소자들(121, 122) 각각과 다수의 가입자 장치들(105-107) 각각간의 전파 채널들과 각 가입자 장치에서의 간섭 환경의 인식에 따라, 기지국(101), 바람직하게는, 기지국의 처리기(206)는, 아래에 더욱 상세하게 설명되는 일련의 기지국 가중 계수들과 임의의 전력 할당에 대한 각 가입자 장치에서의 신호 대 잡음비(SNR)를 결정한다(403). 기지국(101)은, 아래에 더욱 상세하게 설명되는 바와 같이, 공동 최적화 SNR 식의 최대 값을 산출하는 가중 계수들을 선택함으로써 가중 계수들을 공동으로 최적화한다(404). 그 후, 기지국(101)이 기지국에 의해 서비스 되는 가입자 장치에 신호를 전송할 때, 처리기(206)는 기지국(101)의 가중기들(322, 324)에 적당한 가중 계수들을 전달한다(405). 그 후, 8개의 가중기들(322, 324)은, 처리기(206)에 의해 가중기에 전달된 가중 계수를 이용하여 대응하는 안테나 어레이 소자(121, 122)상에서 전송되고 있는 신호를 변조하고(406). 그 후, 그 신호는 대응하는 어레이 소자를 통해 전송되며(407), 논리 흐름은 종료한다(408).

바람직하게는, 기지국(101)은, 그 자신의 대응하는 셀(111)의 로딩(즉, 셀내의 가입자들의 수), 또는 다른 방법으로는, 목표 가입자 장치(105)가 위치한 섹터의 로딩을 알고 있다. 예를 들어, 데이터 인코딩 및 디코딩 방식들과 같이, 각각의 가입자 장치(105-107)에 대한 데이터 속도가 기지(既知)이다라고 가정하자. 상기 정보에 따라, 각각의 가입자 장치들(105-107)에 대한 SNR 요구조건들이 알려진다. 상기와 같은 경우, 우선 기지국(101)은, 최적 안테나 어레이(120) 가중 계수들의 공동 최적화에 실행가능한 솔루션이 존재하는지를 결정한다. 즉, 우선, 기지국(101)은, 임의의 전력과 계수 할당이 모든 가입자들에 대한 SNR 요구조건들을 만족하는지를 결정한다. 실행가능한 솔루션이 존재하는 경우, 기지국(101)은, 기지국에 의해 전송되는 총전력을 최소화하는 솔루션을 선택할 수 있게 된다. 이로 인해, 인접한 셀들(112, 113), 또는 다른 방법으로는, 인접한 섹터들에 생성된 간섭 전력을 다소 최소화하게 된다. 주어진 로딩에 대해, 실행가능한 솔루션이 존재하지 않는 경우, 기지국(101)은, 기지국에 의해 만족될 수 있는 로딩의 퍼센트(%)를 최대화하는 가중 할당과 전력을 선택할 수 있게 된다.

본 발명의 다른 실시예, "독립 최적화"실시예에서는, 근사화(approximations)를 이용하여 여러 가입자들에 대한 가중 계수들을 독립적으로 최적화할 수 있게 된다. 가중 계수들을 공동으로 최적화(404)하는 대신, 기지국(101)은, 공동 최적화 SNR 식의 근사값을 결정하기 위해 어려움을 이용한다(409). 어려움을 이용하여, 기지국(101)은, 공동 최적화 SNR 식의 근사값에 기초하여 다른 가입자 장치들과 독립하여 각 가입자 장치에 대응하는 가중 계수들을 최적화할 수 있게 된다(410). 상기와 같은 접근 방법은, 기지국(101)에 대한 계산상의 부담을 감소시키는 이점을 갖는다(각 가입자 장치들(105-107)에 놓여진 계산상의 부담은 약간 증가할 수도 있지만). 상기와 같은 접근 방법은, 기지국(101)에 의해 이용되는 가중 계수들의 독립 최적화가, 기지국에 채널 및 간섭 정보를 전송하기 위한 업링크 대역폭을 통상적으로 덜 필요로하게 되는 이점을 더 갖는다. 최적 가중 계수들이 가입자 장치에서 계산되면, 그 가중 계수들만을 기지국에 전송하면 된다.

기지국(101), 바람직하게는 기지국(101)의 처리기(206)는, 가입자 장치에 대한 다수의 안테나 어레이 소자들(121, 122)에 각각 대응하는, 가중 계수들($w_{1,i}$ 및 $w_{2,i}$)을 최적화함으로써 각 가입자 장치(105-107)에 대응하는 가중 계수들을 결정하며, 여기서, i 는 가중 계수들이 최적화되고 있는 제 i 가입자 장치에 대응하는 인덱스이다. 처리기(206)는, 가입자 장치의 정합 필터 레이크 수신기 출력의 SNR을 최대화하는 가중 계수들($w_{1,i}$ 및 $w_{2,i}$)을 결정함으로써, 제 i 가입자 장치에 대응하는 가중 계수들을 최적화하며, 여기서, SNR은, 다음과 같은 SNR의 공동 최적화 식에 의해 주어진다(여기서, 인덱스, i 는, 본 발명의 원리들을 설명할 목적으로, 제1 가입자 장치에 대응하는, "1"로 임의로 설정된다).

(1)

$$\left(\frac{E_s}{N_t}\right)_{MF,1} = \frac{N \frac{E_c}{I_{or}} \left(\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} \right)^2}{\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \left(\Omega_1(w_{1,1}, w_{2,1}) + \Omega_2^k + \left(\frac{I_{or}}{I_{sc}} \right)^{-1} I_{M \times M} \right) \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix}}$$

상기 등식은 다음과 같이 얻어진다.

벡터들(\tilde{f}_1 및 \tilde{f}_2)이 안테나 어레이(120)의 소자들(121)과 당해 가입자 장치(즉, 제 i 가입자 장치, 또는 식 (1)의 용어에서, 제1 가입자 장치)간의 각 전파 채널들을 나타낸다고 하자. 간단한 설명을 위해, 채널들의 임펄스 응답은 칩 시간의 정수배 이외에서는 제로(0)로 가정하므로, 벡터

$$\tilde{f}_i = \{ \tilde{f}_{i,j} \}$$

은 채널의 칩 이격된 임펄스 응답을 나타낸다. K 가 순방향 링크 상에 점유된 통신 채널들의 수를 나타내고, $\tilde{A} = \{ \tilde{A}_i \}_{i=1}^K$ 가 통신,

또는 확산 코드에 할당된 일련의 진폭들, 채널들을 나타낸다고 하자. 간단히 하기 위해, 다수의 가입자 장치들(105-107)은, 제 i 월시 코드가 제 i 가입자 장치에 할당되도록 인덱스된다.

인트라셀 및 인터셀 간섭의 강도에 관련된 정의들은, 채널들(\tilde{f}_i)

$\tilde{\mathbf{f}}_1$ 및 $\tilde{\mathbf{f}}_2$)과 진폭들 \tilde{A} 이 다음과 같은 방법으로 정규화되면 간단하게 된다. 채널들(\mathbf{f}_1

및 \mathbf{f}_2)이 다음과 같이 정의된다고 하자.

$$\mathbf{f}_i = \tilde{\mathbf{f}}_i / \left(\|\tilde{\mathbf{f}}_1\|^2 + \|\tilde{\mathbf{f}}_2\|^2 \right)^{1/2}$$

따라서,

$$\|\mathbf{f}_1\|^2 + \|\mathbf{f}_2\|^2 = 1$$

다수의 소자들(121, 122)과 당해 가입자 장치간의 전파 채널들이 동일한 에너지를 가질 필요는 없다. 이와 유사하게, 정규화된 일련의 진폭들 $A = \{A_i\}_{i=1}^K$ 은, 다음을 만족하도록 정의된다.

$$A_i = \tilde{A}_i \left(\|\tilde{\mathbf{f}}_1\|^2 + \|\tilde{\mathbf{f}}_2\|^2 \right)^{1/2}$$

시스템(100)에서, K개의 통신 채널들, 또는 코드 채널들의 각각에는, 각 안테나 어레이 소자(121, 122)에 대응하는 복소 가중 계수가 할당된다. 2개의 소자 안테나 어레이(120), 한 쌍의 복소 가중 계수들($w_{1,i}, w_{2,i}$)이 K개의 코드 채널들에 할당된다고 가정하자. 각 가중 벡터는 단위 에너지를 갖는 것이 요구되므로,

$$\text{모든 } i \text{에 대해, } |w_{1,i}|^2 + |w_{2,i}|^2 = 1$$

이상적으로, 제i 코드 채널에 할당되는 가중치($w_{1,i}, w_{2,i}$)는, 제i 가입자 장치에 대한 정합 필터 레이크 수신기의 출력에서 SNR을 최적화하기 위해 상기와 같은 방법으로 선택된다. 서빙 기지국, 즉, 기지국(101)에 의해 전송되는 총전력은,

$$\sum_{i=1}^K A_i^2 (|w_{1,i}|^2 + |w_{2,i}|^2) = \sum_{i=1}^K A_i^2 \quad \text{에 의해 주어지며,}$$

상기 기지국으로부터 제i 가입자 장치에 의해 수신되는 총전력, \hat{I}_{or} 은,

$$\begin{aligned} \hat{I}_{or} &= \sum_{i=1}^K \tilde{A}_i^2 \left(\|\mathbf{w}_{1,i} \tilde{\mathbf{f}}_1 + \mathbf{w}_{2,i} \tilde{\mathbf{f}}_2\|^2 \right) \quad \text{에 의해 주어진다.} \\ &= \sum_{i=1}^K A_i^2 \left(\|\mathbf{w}_{1,i} \mathbf{f}_1 + \mathbf{w}_{2,i} \mathbf{f}_2\|^2 \right) \end{aligned}$$

가중 계수들 ($w_{1,i}, w_{2,i}$)과 채널들(\mathbf{f}_1 및 \mathbf{f}_2)의 상호 작용으로 인해, 제i 가입자 장치에서의 수신된 신호 전력 \hat{I}_{or} 은 가중 계수들에 따라 달라진다. 따라서, $\{w_{1,i}, w_{2,i}\}$ 의 최적화 동안 진폭 A_i 가 조절되지 않으면, 인트라셀 간섭

\hat{I}_{or} 은 가입자 장치에서 일정하게 유지되지 않게 된다. 이러한 이유로, 개별 수량 I_{or} 은 다음과 같이 정의된다.

$$I_{or} = \sum_{i=1}^K A_i^2$$

그 후, 코시-슈바르츠 부등식을 적용하면,

을 산출하게 된다.

$$\begin{aligned} \hat{I}_{or} &= \sum_{i=1}^K A_i^2 \left(\|\mathbf{w}_{1,i} \mathbf{f}_1 + \mathbf{w}_{2,i} \mathbf{f}_2\|^2 \right) \\ &\leq \sum_{i=1}^K A_i^2 (|\mathbf{w}_{1,i}| \|\mathbf{f}_1\| + |\mathbf{w}_{2,i}| \|\mathbf{f}_2\|) \\ &\leq \sum_{i=1}^K A_i^2 (|\mathbf{w}_{1,i}|^2 + |\mathbf{w}_{2,i}|^2) (\|\mathbf{f}_1\|^2 + \|\mathbf{f}_2\|^2) \\ &= \sum_{i=1}^K A_i^2 = I_{or} \end{aligned}$$

따라서, 여기서 이용된 정의에 대해, $\hat{I}_{or} \leq I_{or}$ 로 된다. 또한,

으로 되는 것이 명백하며,

$$\begin{aligned} \hat{I}_{or} &\geq \min_{1 \leq j \leq K} \left\{ \|\mathbf{w}_{1,j} \mathbf{f}_1 + \mathbf{w}_{2,j} \mathbf{f}_2\|^2 \right\} \sum_{i=1}^K A_i^2 \\ &\geq \inf \left\{ \|\alpha \mathbf{f}_1 + \beta \mathbf{f}_2\|^2 : |\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 \right\} I_{or} \\ &= \gamma I_{or} \end{aligned}$$

여기서,

$$\gamma = \left\{ \left\| \alpha \mathbf{f}_1 + \beta \mathbf{f}_2 \right\|^2 : |\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 \right\} \text{로 된다.}$$

채널들(\mathbf{f}_1 및 \mathbf{f}_2)이 선형으로 독립이면 $\gamma > 0$ 임을 알 수 있다.

상기 부등식들은, 상기 간섭이 인트라셀 및 인터셀 간섭에 의해 교대로 지배되는 경우에 최적 전송 가중 계수들에 대한 식을 전개하는데 유용하다. 가중 계수들이 가입자에 의해 관찰되는 인트라셀 신호 전력의 레벨에 영향을 주므로, \hat{I}_{or} 은 $\{w_{1,i}, w_{2,i}\}$ 의 최적화 동안 일정하게 유지될 수 없게 된다. 그러나, 상기 부등식들을 이용하여, 제 i 가입자 장치에 의해 관찰되는 인트라셀 간섭은 상한과 하한으로 한정될 수 있으므로,

$$\gamma_{lor} \leq \hat{I}_{or} \leq I_{or} \text{이다.}$$

따라서, 인터셀 간섭 I_{oc} 에 의해 지배되는 가입자 환경은, $I_{or}/I_{oc} \rightarrow 0$ 으로 향으로써, 조사될 수 있는데, 이는, $\hat{I}_{or}/I_{oc} \rightarrow 0$ 을 함축하기 때문이다.

이와 유사하게, 인트라셀 간섭에 의해 지배되는 가입자 환경은, $I_{or}/I_{oc} \rightarrow \infty$ 으로 향으로써, 조사될 수 있는데, 이는, $\hat{I}_{or}/I_{oc} \rightarrow \infty$ 을 함축하기 때문이다.

레이크 수신기내에 포함된 다수의 레이크 핑거들의 평균과 분산은, 각 가입자 장치(105-107)의 정합 필터 레이크 수신기의 출력에서의 SNR를 계산하기 위해 평가되어야 한다. 상기 목적을 위해, 다시 당해 가입자 장치가 인덱스 "1"을 갖는다고 가정하고, 상기과 같이, 벡터들(\mathbf{f}_1 및 \mathbf{f}_2)의 소자들(121, 122), 각각과 당해 가입자 장치간의 정규화된 전파 채널들을 나타낸다고 가정하자. 일반성을 잃지 않으면서, 채널들(\mathbf{f}_1 및 \mathbf{f}_2)은 길이 M 의 간격 외부에서 제로(0)로 된다고 가정하면,

$j \leq 0$ 이거나 $j > M$ 이면, $f_{i,j} = 0$ 으로 된다.

벡터 \mathbf{R} 이 가입자 장치의 다수의 레이크 핑거들의 출력들의 길이 M 인 벡터를 나타낸다고 가정하자. μ 가 \mathbf{R} 의 평균 벡터를 나타낸다고 가정하고, 이는 다음과 같이 주어진 성분들을 갖는다.

$$\mu_l = E(R_l) = N A_l (w_{1,l} f_{1,l} + w_{2,l} f_{2,l}).$$

여기서, N 은 기호당 칩들의 수이다. 랜덤 직교 코드들(랜덤 확산을 갖는 월시 코드들)의 경우, $M \times M$ 상관 행렬 $\Gamma_{l,m}$ 은 다음과 같이 주어진 성분들을 갖는다

$$\Gamma_{l,m} = E(R_l R_m^*) = N \sum_{j=1}^K A_j^2 \sum_{k \neq l} (w_{1,j} f_{1,k} + w_{2,j} f_{2,k}) (w_{1,j} f_{1,m-l+k} + w_{2,j} f_{2,m-l+k})^* + N^2 A_l^2 (w_{1,l} f_{1,l} + w_{2,l} f_{2,l}) (w_{1,l} f_{1,m} + w_{2,l} f_{2,m})^* + N I_{oc} \varphi(m-l)$$

여기서, $N I_{oc} \varphi(m-l)$ 은 인터셀 간섭과 잡음의 공분산이다. 이 인터셀 간섭은, 주어진 기지국(근본적으로 화이트 소스)으로부터의 모든 CDMA 신호들이 도중에 공통 채널을 통해 가입자 장치에 전달되므로, 일반적으로 널-화이트(non-white)로 된다. 따라서, 인터셀 간섭은, 단일 기지국에 의해 지배되면 거의 널-화이트로 된다. 그러나, 분석을 간단히 하기 위해, 인터셀 간섭은 화이트라고 가정하므로,

$k=0$ 일 때, $\phi(k)=1$ 이며, 그 이외에는 $\phi(k)=0$ 으로 된다.

여기서, I_{oc} 는 인터셀 간섭의 전력을 나타낸다. 요가 벡터 \mathbf{R} 의 정규화된 공분산을 나타낸다고 하면, 이는, 다음과 같이 주어지고,

$$\Omega = E((\mathbf{R} - \mu)(\mathbf{R} - \mu)^*) / N I_{or} = (\Gamma - \mu \mu^*) / (N I_{or})$$

또한, 다음과 같은 성분들을 가지며,

$$\begin{aligned} \Omega_{l,m} &= I_{or}^{-1} \sum_{j=1}^K A_j^2 \sum_{k \neq l} (w_{1,j} f_{1,k} + w_{2,j} f_{2,k}) (w_{1,j} f_{1,m-l+k} + w_{2,j} f_{2,m-l+k})^* + \frac{I_{oc}}{I_{or}} \varphi(m-l) \\ &= I_{or}^{-1} \sum_{j=1}^K A_j^2 |w_{1,j}|^2 \sum_{k \neq l} f_{1,k} f_{1,m-l+k}^* + I_{or}^{-1} \sum_{j=1}^K A_j^2 |w_{2,j}|^2 \sum_{k \neq l} f_{2,k} f_{2,m-l+k}^* \\ &\quad + 2 I_{or}^{-1} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{j=1}^K A_j^2 w_{1,j} w_{2,j}^* \sum_{k \neq l} f_{1,k} f_{2,m-l+k}^* \right\} + \frac{I_{oc}}{I_{or}} \varphi(m-l) \\ &= I_{or}^{-1} \left(\sum_{j=1}^K A_j^2 |w_{1,j}|^2 \right) \Psi_{l,m}^{1,1} + I_{or}^{-1} \left(\sum_{j=1}^K A_j^2 |w_{2,j}|^2 \right) \Psi_{l,m}^{2,2} \\ &\quad + 2 I_{or}^{-1} \operatorname{Re} \left(\left(\sum_{j=1}^K A_j^2 w_{1,j} w_{2,j}^* \right) \Psi_{l,m}^{1,2} \right) + \frac{I_{oc}}{I_{or}} \varphi(m-l) \end{aligned}$$

여기서, 행렬 Ψ^{ij} 은 다음과 같은 성분들을 갖는다.

$$\Psi_{l,m}^{ij} = \sum_{k \neq l} f_{i,k} f_{j,m-l+k}^* = \sum_k f_{i,k} f_{j,m-l+k}^* - f_{i,l} f_{j,m}^*$$

공분산요를 2개의 부분들로 분할하는 유용하므로,

$$\Omega = \Omega_1 + \Omega_2^k \text{로 되고.}$$

여기서, 제1항 Ω_1 은 공분산에 대한 당해 가입자 장치 신호의 기여이고, 제2 항 Ω_2^k 은 공분산에 대한 모든 다른 가입자 장치들의 기여이다. 당해 가입자 장치의 정합 필터 레이크 수신기 출력에서의 SNR은 다음과 같이 주어지며,

수학식 1

$$\left(\frac{E_s}{N_t} \right)_{MF,1} = \frac{N \frac{E_c}{I_{or}} \left(\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} \right)^2}{\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \left(\Omega_1(w_{1,1}, w_{2,1}) + \Omega_2^k + \left(\frac{I_{or}}{I_{oc}} \right)^{-1} I_{M \times M} \right) \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix}}$$

여기서, 표시법 $\Omega_1(w_{1,1}, w_{2,1})$ 은, Ω_1 이 가중 계수들 $\{w_{1,1}$

, $w_{2,1}\}$ 의 함수인 것을 나타내는데 이용되었다.

수학식 1의 분모의 중앙 항에서의 제2 항은, 다음과 같이 근사화될 수 있다.

수학식 2

$$\Omega_2 \approx \Omega_2^1 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{E_c}{I_{or}} \right) (\Psi^{1,1} + \Psi^{2,2}) + \frac{I_{oc}}{I_{or}} \varphi(m-l)$$

상기 근사값을 이용하면, 당해 가입자 장치에 대한 SNR은 다른 가입자 장치들에 대해 이용되는 가중 계수들에 더 이상 의존하지 않게 된다. 따라서, 가중 계수들 $(w_{1,1}, w_{2,1})$ 은, E_c/I_{or} 과 I_{or}/I_{oc} 의 값들이 알려지면 독립적으로 최적화될 수 있고, 여기서, E_c 는 소망 신호의 전력 또는 에너지이며, I_{or} 은 인트라셀 간섭의 전력 또는 에너지이고, I_{oc} 은 인터셀 간섭의 전력 또는 에너지이다.

E_c/I_{or} 의 값은 가입자 장치(105)등의, 당해 가입자 장치에서 추정될 수 있으며, 또한, 상기 값은 (기지(既知)인) 기지국(101)으로부터 가입자 장치에 전송될 수 있다. I_{or}/I_{oc} 의 값은 다음과 같이 추정될 수 있다. 우선, 기지국(101)이 짧은 기간 동안 블랭크되므로, I_{oc} 은 당해 가입자 장치, 즉, 가입자 장치(105)에 의해 측정될 수 있다. 그 후, 가입자 장치(105)는, (각 안테나에 할당된 파일럿 신호를 이용하여) 다수의 어레이 소자들 (121-122) 각각으로부터 수신된 신호들의 임펄스 응답 에너지를 측정하고, 이들 에너지를 기지국(101)에 다시 전송한다. 이들 값들을 이용하여, I_{or} 은 여러 방법들 중 하나의 방법으로 가입자 장치(105)에 의해 계산될 수 있다. 예를 들어, 가입자 장치(105)는 상기 에너지값들을 기지국(101)에 전송할 수 있고, 기지국은 I_{or} 의 값을 계산하고 계산된 값을 다시 가입자 장치에 전송하게 된다. 다른 예로서, 기지국(101)은 가입자 장치(105)에 가중 계수들을 전송할 수 있으므로, I_{or} 은 가입자 장치에서 계산될 수 있다. 또 다른 예에서, 가입자 장치(105)는, 기지국(101)에 대한 가중 계수들을 계산할 수 있다. 따라서, 가입자 장치(105)는 기지국(101)에 의해 이용되는 가중 계수들을 알게 되고, I_{or} 은 그 가입자 장치에서 계산될 수 있다. 그 후, 가입자 장치(105)는 I_{or} 과 I_{oc} 의 개별 추정값들로부터 I_{or}/I_{oc} 의 비를 계산하게 된다.

어떤 경우, 상기 근사값은(상기 식(2)), 다음과 같이 더 간단화될 수 있다.

$$\Omega_2 \approx \Omega_2^1 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{E_c}{I_{or}} \right) (\Psi^{1,1} + \Psi^{2,2}) + \frac{I_{oc}}{I_{or}} \varphi(m-l)$$

본 발명의 상기 값 같은 하나의 실시예에서, 고속 데이터에 대해, 셀이 섹터화될 때 서빙 섹터, 또는 서빙 셀내의 거의 모든 전력은, 당해 가입자 장치(단일 사용자, 또는 "고속 할당(high allocation)", 실시예)에 할당되므로, E_c/I_{or} 은 약 "1"로 된다. 상기 실시예에서, 다음과 같은 근사값을 이용할 수도 있다.

수학식 3

$$\Omega_2 \approx \frac{I_{oc}}{I_{or}} \varphi(m-l)$$

본 발명의 다른 상기 실시예에서, 당해 가입자 장치가 "고 기하학(high geometry)" 환경내에 위치하는 경우, 즉, I_{or}/I_{oc} 가 큰 경우, 다음과 같은 근사값을 이용할 수 있다.

수학식 4

$$\Omega_2 \approx \frac{1}{2} \left(1 - \frac{E_c}{I_{or}} \right) (\Psi^{1,1} + \Psi^{2,2})$$

이들 2개 경우들의 조합 또한 고려될 수 있다.

수학식 2, 수학식 3, 및 수학식 4로 표시되는, 상기 근사값들 중 하나의 근사값을 이용하여, 섹터 또는 셀(111)내의 모든 가입자들(105-107)에 대한 가중 계수들을 공동으로 최적화하는 문제는 일련의 독립적인 최적화 문제들로 전환될 수 있으므로, 각 가입자 장치(105-107)에 대한 가중 계수들은 독립적으로 최적화된다. 결과로서 생성된 독립적인 최적화의 복잡성은, 이용되고 있는 근사값에 따라 달라진다. 또한, 최적화 문제는 "저 기하학" 근사값을 이용하여 간단화될 수 있으며, 상기 I_{or}/I_{oc} 은 약 제로(0)로 된다. 그러나, 저 기하학은 드물게 응용 가능하므로, 다른 근사값들의 이용이 더 거의 최적의 가중 계수들을 산출하게 된다.

여기서, SNR 식은, 안테나 어레이(120)로부터 전송되고, 가입자 장치(105-107)에서 정합 필터 레이크 수신기를 이용하여 수신된, CDMA 신호에 대해 주어진다. 가중 계수들의 각 세트는, 대응하는 가입자 장치(105-107)내의 정합 필터(Rake) 수신기의 출력에서 SNR을 최대화하도록 설계된다. SNR 식은 다음과 같은 결과들을 산출한다: (1) 각각의 가입자 장치들(105-107)에 대한 안테나 어레이(120)에 대한 가중 계수들의 선택식 최적화되어야 하는 SNR 기준, (2) 자기 간섭이 고려될 때, 각각의 가입자 장치들(105-107)에 대한 안테나 어레이(120)에 대한 가중 계수들은 공동으로 최적화될 수 있다는 사실, (3) 최적의 어레이 가중 계수들을 공동으로 계산하기 위해 가입자 장치(105-107)로부터 기지국(101)에 피드백되어야 하는 일련의 정보, (4) ("고 기하학" 환경들) 자기 간섭에 의해 지배되는 환경들에서의 가입자 장치(105-107)의 SNR 행동, 및 (5) 공동으로 보다는 독립적으로 최적화될 수 있는, SNR에 대한 확고한 근사값(어림셈).

가입자 장치들(105-107)이 공동으로 보다는 독립적으로 최적화될 수 있도록 하는 다른 최적화 기준들도 정의될 수 있다. 예를 들어, 수학식 1에 의해 표현되는 전체 SNR 식을 이용할 수 있지만, 진정한 공분산 행렬 Ω_2 는 수학식 2에 의해 주어진 근사값으로 대체된다.

$$\Omega_2^A = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{E_c}{I_{or}} \right) (\Psi^{1,1} + \Psi^{2,2}) + \frac{I_{oc}}{I_{or}} \varphi(m-l)$$

상기 근사값은, 기지국(101)인 서빙 기지국의 출력 신호 전력의 절반이 안테나 어레이(120)의 2개의 소자들(121, 122) 각각 상에서 전송될 때, 또한 가중 벡터들이 랜덤하게 지향될 때, Ω_2 와 동일하게 되므로,

수학식 5

이 된다.

$$\sum_{i=2}^K w_{1,i} w_{2,i}^* = 0$$

상기 식은 가입자들의 전송 계수들에 의존하지 않으므로, 각 가입자 장치의 가중 계수들은 다른 가입자 장치들로부터 독립적으로 최적화될 수 있다.

가중 계수들의 최적화가 수학식 1에 의해 표시되는 SNR 식의 복잡성으로 인해 어려워지므로, 가중 계수들의 최적화가 다소 더 간단해지는 어떤 특별하고 제한적인 경우들이 존재하게 된다. 하나의 상기 특별한 경우는, 인터셀 간섭이 지배적일 때이다. 인터셀 간섭이 지배적인 전파 환경은, 인터셀 간섭에 대한 인트라셀의 비 \hat{I}_{or}/I_{oc} 를 제로(0)로 함으로써, 즉, I_{or}/I_{oc} 을 제로와 동일하게 설정함으로써, 표현될 수 있다. 따라서,

$\hat{I}_{or}/I_{oc} \rightarrow 0$ 와 같은 리미트에서, 당해 가입자 장치의 정합 필터 레이크 수신기의 출력에서의 SNR은 다음과 같이 주어진다.

수학식 6

$$\left(\frac{E_s}{N_f} \right)_{MFI} = N \frac{E_c}{I_{oc}} \left(\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} \right)$$

인트라셀 간섭이 없을 때 SNR에 대응하는, 식(6)은, 종래 TxAA 시스템에서 최적화되는 가입자 장치(105-107)의 SNR 식이다. 상기 환경에서의 최적의 가중 벡터 $\{w_{1,1}, w_{2,1}\}$ 는, 다음 행렬의 가장 큰 고유치(값), λ_{\max} 에 대응하는 고유벡터, v_{\max} 와 동일하게 된다.

수학식 7

$$\begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix}$$

상기 행렬은 다른 채널들의 가중 계수들에 의존하지 않기 때문에, 개별 가입자 장치들(105-107)에 의해 수행되는 가중 계수 최적화들간에 상호 작용이 존재하지 않게 된다.

최적의 전송 가중 벡터를 이용하여, 당해 가입자 장치의 정합 필터 레이크 수신기의 출력에서의 SNR은 다음과 같이 주어진다.

수학식 8

$$\left(\frac{E_s}{N_f} \right)_{MFI} = N \frac{E_c}{I_{oc}} \lambda_{\max}$$

가중 계수들의 최적화가 다소 더 간단해지는 제2 특별하고 제한적인 경우는, 인트라셀 간섭이 지배적인 경우이다. 비율 \hat{I}_{or}/I_{oc} 가 큰 환경은, "고 기하학" 환경들로 종종 지칭된다. 고 기하학 환경들에서, 인트라셀 간섭은, 상기 채널이 상당한 다중 경로 페이딩을 가질 때 지배적인 간섭원(源)이다. 상술한 바와 같이, 채널들(f_1 및 f_2)이 선형으로 독립적인 경우, \hat{I}_{or}/I_{oc} 가 커짐에 따라 전송 안테나 어레이 가중의 제한적인 행동은, 비율

or I_{oc} 을 무한대로 향으로써, 평가될 수 있다. 따라서, $\hat{I}_{or}/I_{oc} \rightarrow \infty$ 와 같은 제한에서, 당해 가입자 장치의 정합 필터 레이크 수신기의 출력에서의 SNR은 다음과 같이 주어진다.

수학식 9

$$\left(\frac{E_s}{N_t}\right)_{MF,1} = \frac{N \frac{E_c}{I_{or}} \left(\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} \right)^2}{\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} (\Omega_1(w_{1,1}, w_{2,1}) + \Omega_2^k) \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix}}$$

$\{w_{1,1}, w_{2,1}\}$ 에 대한 행렬 Ω 의 의존성으로 인해, 최적의 전송 가중 벡터를 찾기 위한 어떠한 직접적인 방법도 존재하지 않으므로, 일반적으로, 다음과 같은 공간의 검색이,

수학식 10

$$\left\{ \{w_{1,1}, w_{2,1}\} : |w_{1,1}|^2 + |w_{2,1}|^2 = 1 \right\}$$

최적의 가중 벡터를 결정하는데 필요하게 된다.

가중 계수들의 최적화가 다소 더 간단해지는 제3의 특별한고 제한적인 경우는, 당해 통신 채널에 할당된 전력이, 기지국(101)인 서빙 기지국에 의해 전송되는 총전력의 상당히 작은 부분인 경우이다. 즉,

수학식 11

$$\frac{E_c}{I_{or}} = \frac{A_1^2}{\sum_{i=1}^K A_i^2} \ll 1$$

상기 환경에서는, 다음과 같은 것을 이론적으로 주장할 수 있다.

수학식 12

$$\Omega = \Omega_1(w_{1,1}, w_{2,1}) + \Omega_2^k \approx \Omega_2^k$$

Ω 은 $\{w_{1,1}, w_{2,1}\}$ 에 거의 독립적으로 된다. 상기 근사값을 이용하여, 당해 가입자 장치의 정합 필터 레이크 수신기의 출력에서의 SNR은, 다음과 같이 되고,

수학식 13

$$\left(\frac{E_s}{N_t}\right)_{MF,1} = \frac{N \frac{E_c}{I_{or}} \left(\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} \right)^2}{\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \Phi \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix}}$$

여기서,

수학식 14

$$\Phi = \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} (\Omega_2^k + (I_{or}/I_{oc})^{-1} I_{M \times M}) \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix}$$

이 된다.

대칭인 양(positive)의 세미-데퍼닛(semi-definite; 준정 부호) 행렬 Ω 은, 다음을 만족하는, 고유한 대칭인 양의 세미 데퍼닛 제곱근 Λ 을 갖는다.

$$\Phi = \Lambda \Lambda$$

양의 세미 데퍼닛 행렬 Λ 이 양의 데퍼닛인 경우, Λ 는 고유하게 정의된 역행렬 Λ^{-1} 을 갖게 된다. w 가 벡터 $\{w_{1,1}, w_{2,1}\}$ 를 나타내고, 벡터 y 가 다음과 같이 정의된다고 가정하자.

$$y = \Lambda w$$

이들 정의들을 이용하면, 다음과 같이 된다.

수학식 15

$$\begin{aligned}
 \left(\frac{E_s}{N_i} \right)_{MF,1} &= \frac{N \frac{E_c}{I_{or}} \left(y^H (\Lambda^{-1}) \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} [f_1 \ f_2] \Lambda^{-1} y \right)^2}{\|y\|^2} \\
 &\leq \frac{N \frac{E_c}{I_{or}} (\lambda_{\max} \|y\|^2)}{\|y\|^2} \\
 &= N \frac{E_c}{I_{or}} \lambda_{\max}^2 \|y\|^2
 \end{aligned}$$

상기 식에서의 상한은, 어떤 복소 스칼라 α 에 대해, 다음과 같은 경우에만 만족된다.

$$y = \alpha v_{\max}$$

여기서, v_{\max} 는 다음과 같은 행렬의 가장 큰 고유치(값)(eigenvalue), λ_{\max} 에 대응하는 고유벡터(eigen vector)이다.

수학식 16

$$(\Lambda^{-1}) \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} [f_1 \ f_2] \Lambda^{-1}$$

따라서, 최적의 가중 단위-에너지 전송 가중 벡터는 다음과 같이 주어지고,

수학식 17

$$w_1 = \frac{\Lambda^{-1} \alpha v_{\max}}{\|\Lambda^{-1} \alpha v_{\max}\|} = \frac{\Lambda^{-1} v_{\max}}{\|\Lambda^{-1} v_{\max}\|}$$

그 결과로서 생성된 신호 대 잡음비는 다음과 같이 주어진다.

수학식 18

$$\left(\frac{E_s}{N_i} \right)_{MF,1} = N \frac{E_c}{I_{or}} \lambda_{\max}^2 \frac{\|v_{\max}\|^2}{\|\Lambda^{-1} v_{\max}\|^2}$$

상술한 바와 같이, 최적의 가중 벡터는 가중치들 $\{w_{1,i}, w_{2,i}\}_{i=2}^K$ 에 의존하게 되므로, 새로 계산된 최적의 가중 벡터 $\{w_{1,i}, w_{2,i}\}$ 의 적용과 동시에 변

화하게 된다. 새 벡터 $\{w_{1,i}, w_{2,i}\}$ 는, 다른 채널들의 가중 벡터들이 일정하게 유지되는 경우에만 최적으로 된다.

가중 계수들의 최적화가 다소 더 간단해지는 제4의 특별한 제한적인 경우는, 단일 가입자 장치 환경인 당해 가입자 장치만을 셀이 포함하는 경우이다. 상기과 같은 경우, 당해 가입자 장치의 정합 필터 레이크 수신기 출력에서의 SNR은 다음과 같이 주어지고,

수학식 19

$$\left(\frac{E_s}{N_t}\right)_{MFI} = \frac{N \left(\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} \right)^2}{\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \left(|w_{1,1}|^2 \Psi^{1,1} + |w_{2,1}|^2 \Psi^{2,2} + 2 \operatorname{Re} \{ w_{1,1} w_{2,1}^* \Psi^{1,2} \} \right) \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} + (I_{or}/I_{oc})^{-1} \mathbf{I}_{M \times M}}$$

여기서, 행렬들($\Psi^{1,1}$, $\Psi^{1,2}$, 및 $\Psi^{2,2}$)은 상기와 같이 정의되었다.

인트라셀 간섭이 지배적인 단일 가입자 장치 환경에서, $I_{or}/I_{oc} \rightarrow \infty$ 로 되므로, 신호 대 잡음비는 다음과 같이 주어진다.

수학식 20

$$\left(\frac{E_s}{N_t}\right)_{MFI} = \frac{N \left(\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix} \right)^2}{\begin{bmatrix} w_{1,1}^* & w_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \left(|w_{1,1}|^2 \Psi^{1,1} + |w_{2,1}|^2 \Psi^{2,2} + 2 \operatorname{Re} \{ w_{1,1} w_{2,1}^* \Psi^{1,2} \} \right) \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1} \\ w_{2,1} \end{bmatrix}}$$

상기한 가중 계수들의 최적의 벡터는, 다음과 같은 비율을 최대화하는 가중 벡터와 등가로 나타낼 수 있고,

수학식 21

$$\left(\frac{E_s}{N_t}\right)_{MFI} = \frac{\left(\|w_{1,1}f_1 + w_{2,1}f_2\|^2 \right)^2}{\left\| (w_{1,1}f_1 + w_{2,1}f_2) \otimes (w_{1,1}f_1 + w_{2,1}f_2)^{TR*} \right\|^2}$$

여기서, \otimes 는 컨벌루션을 나타내는데 이용되었고, TR^* 는 주어진 벡터의 시간 역 공액(time reverse conjugate)을 나타내는데 이용되었다. 일반적으로, 최적의 송신기 가중 계수들을 결정하는데 소정의 검색이 요구된다.

간단한 일 예는, 통신 시스템(100)상에서의 인트라셀 간섭의 영향을 설명한다. 상기 예에서, 종래 전송 안테나 어레이 가중(TxAA)을 이용하는 전송 통신 장치 안테나 어레이의 성능은, 본 발명에 따라 결정된 최적화된 전송 안테나 어레이 가중 및 선택 전송 다이버시티(STD) 가중과 비교된다. 채널 임펄스 응답들(f_1 및 f_2)이 "2"의 길이를 갖고, 다음과 같이 주어진다고 가정하자.

$$\begin{aligned} f_1 &= \{1, 0\} \\ f_2 &= \{1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}\} \end{aligned}$$

TxAA 가중 벡터는, 다음과 같은 행렬의 가장 큰 고유벡터에 대응하는 고유벡터에 비례한다.

$$\begin{bmatrix} f_1^H \\ f_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix}$$

상기 행렬은 다음과 같이 주어진 고유치들과 고유벡터들을 갖는다.

$$\begin{aligned} \text{고유치들: } \lambda_1 &= 1 + \sqrt{2} & \text{고유벡터들: } e_1^T &= [1 \quad 1] \\ \lambda_2 &= 1 - \sqrt{2} & e_2^T &= [1 \quad -1] \end{aligned}$$

따라서, 가중 계수들의 정규화된 TxAA 벡터(w_{AA})는 다음과 같이 주어진다.

$$w_{AA} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

선택 전송 다이버시티(STD)에서, 모든 송신기 전력은 안테나들 중 하나의 안테나 또는 다른 안테나에 할당된다. 여기서, 선택 다이버시티 가중은, 상기 송신기 전력 모두를 제1 안테나에 할당하게 되므로, 가중 계수들의 정규화된 STD 벡터(w_{STD})는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}_{STD} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Ω 의 정의에 대한 참조뿐만 아니라 수식 1에 대한 참조는, 당해 가입자 장치에 대한 가중 계수들의 벡터(\mathbf{w})의 성능을 평가하기 위해 다음과 같은 매개변수들이 알려져야함을 나타낸다: E_c/I_{or} , I_{oc}/I_{or} 뿐만 아니라 다음과 같은 수량들.

$$\begin{aligned} a_1 &= I_{or}^{-1} \left(\sum_{j=2}^K A_j^2 |w_{1,j}|^2 \right) \\ a_2 &= I_{or}^{-1} \left(\sum_{j=2}^K A_j^2 |w_{2,j}|^2 \right) \\ a_3 &= 2 I_{or}^{-1} \sum_{j=2}^K A_j^2 w_{1,j} w_{2,j}^* \end{aligned}$$

상기 예의 목적들에 대해, 코드 채널들(2 내지 K)에 대해 할당된 총전력의 절반은 2개의 안테나들 각각 상에서 전송되므로,

$a_1 = a_2 = 1$ 로 된다.

일반성(generality)을 잃지 않으면서, 계수($w_{1,j}$)는, 제로 상태를 갖는 것으로 가정될 수 있다. 가중 계수들 $\{w_{2,j}\}_{j=2}^K$ 은, 서로에 대해 랜덤하게 지향되므로, a_3 의 평균값은 제로로 된다. 따라서, 상기 예의 목적들에 대해, $a_3 = 0$ 이다라고 가정된다.

상기 가정들을 이용하여, TxAA의 신호 대 잡음비는 다음과 같이 주어지고,

$$\left(\frac{E_s}{N_t} \right)_{MF, TxAA} = \frac{N \frac{E_c}{I_{or}} (1 + 1/\sqrt{2})}{\frac{1}{4} \left(\frac{3}{2} + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{E_c}{I_{or}} + (1 + 1/\sqrt{2}) \frac{I_{oc}}{I_{or}}}$$

또한, 선택 전송 다이버시티(STD)에 대한 신호 대 잡음비는 다음과 같이 주어진다.

$$\left(\frac{E_s}{N_t} \right)_{MF, STD} = \frac{N E_c / I_{or}}{\frac{1}{4} (1 - E_c / I_{or}) + I_{oc} / I_{or}}$$

따라서, TxAA 및 STD의 상대적인 성능은 다음과 같이 주어진다.

$$\left(\left(\frac{E_s}{N_t} \right)_{MF, TxAA} / \left(\frac{E_s}{N_t} \right)_{MF, STD} \right) = \frac{0.729 (1 - E_c / I_{or}) + 2.91 (I_{oc} / I_{or})}{0.552 + 0.177 (E_c / I_{or}) + 1.71 (I_{oc} / I_{or})}$$

상기 식으로부터, $I_{or}/I_{oc} \rightarrow 0$ 일 때, TxAA의 성능은 STD의 성능보다 2.3dB 더 양호하게 된다. STD에 비해, (정적 채널 상에서)TxAA로 달성가능한 최고 이득은 3dB이고, 상기와 같은 이득은, 2개의 채널들이 같은 에너지를 갖는 경우에만 달성가능하게 된다. 따라서, 이와 같은 의미에서, 여기서 선택된 예는 TxAA의 이득들을 설명하는 좋은 예로서 고려될 수 있다. 그러나, $I_{or}/I_{oc} \rightarrow \infty$ 와 같은 리미트에서, TxAA 및 STD의 상대 성능은 다음과 같이 주어진다.

$$\left(\left(\frac{E_s}{N_t} \right)_{MF, TxAA} / \left(\frac{E_s}{N_t} \right)_{MF, STD} \right) = \frac{0.729 (1 - E_c / I_{or})}{0.552 + 0.177 (E_c / I_{or})}.$$

도 5는 I_{or}/I_{oc} 와 E_c/I_{or} 의 함수로서 STD 시스템을 채용하는 전송 통신 장치를 위한, 또한 TxAA 계수 가중 시스템을 채용하는 전송 통신 장치로부터 수신된 신호를 위한, 평형 필터 수신기의 출력에서의 SNR을 비교하는 표(500)이다. 도 4로부터 알 수 있는 바와 같이, 상기 예의 경우, STD는, 인트라셀 에너지가 지배적이고 전송된 전력의 충분히 큰 부분이 당해 가입자에 할당된 경우, TxAA보다 더 양호하게 수행한다. 상기와 같은 조건들은, 단일의 고속 가입자에 기지국에 의해 전송된 전력의 대부분이 할당되는 데이터 응용들에서 발생할 수도 있다. 도 6은, 본 발명의 일 실시예에 따라 결정된 최적화된 전송 안테나 어레이 가중을 채용한 전송 통신 장치를 위한, 또한 TxAA 계수 가중 시스템을 채용한 전송 통신 장치로부터 수신된 신호에 위한, 평형 필터 수신기의 출력을 비교하는 표(600)이다. 본 발명의 최적화된 가중의 이득은, 인트라셀 간섭이 인트라셀 간섭보다 우세하고 E_c/I_{or} 이 큰 경우, 상당히 커질 수 있다.

산업상 이용가능성

요약하면, 다수의 소자 안테나 어레이를 포함하는 서빙 기지국(예를 들어, 기지국(101))은, 기지국과 가입자 장치의 순방향 링크(기지국-가입자 간)의 정확한 SNR에 대한 소정의 식(식(1))을 최대화하는 가중 계수들을 결정함으로써, 기지국에 의해 서비스되는 각 가입자 장치(105-107)로의 전송에 적응되는 가중 계수들을 최적화하게 된다. 상기 식은, 각 가입자 장치(105-107)에 의해 관찰되는 간섭이, 각 가입자 장치에 적응된 전송 가중 계수들 (w_1, i, w_2, i) $\kappa_{i=1}$ 과 I_{or}/I_{oc} 와 모두에 의존함을 나타낸다. 상기 의존성으로 인해, 한 가입자 장치는, 미래의 시간 간격에서의

다른 가입자 장치들 각각의 가중 계수들에 대한 인식없이 다음 시간 간격에 대한 그 전송 가중 계수들을 최적화할 수 없게 된다. 따라서, 가중 계수들의 전체 최적화는 독립적인 벤처라기 보다는 공동 벤처이다. 바람직하게는, 공동 최적화가 서빙 기지국(101)에서 구현되고, 각 가입자들에서 관찰되는 비율

I_{or}/I_{oc} 의 인식뿐만 아니라, 그 자산과 그 각각의 가입자들간의 채널들에 대한 기지국의 인식에 기초하게 된다. 상기 정보는

역방향 링크를 통해 각 가입자들로부터 기지국에 전송될 수도 있다.

그 복잡성으로 인해, 가중 계수들의 공동 최적화는, 제한된 응용성을 갖게 된다. 그러나, 가입자들이 공동으로 보다는 독립적으로 최적화되는 것을 허용하는 최적화 기준이 정의될 수도 있다. 예를 들어, 더 최적에 근사한 가중 계수들은, SNR을 위한 식에 평균 간섭 공분산 행렬을 대입함으로써, 계산될 수 있다. 평균 간섭 공분산 행렬은, 가입자들의 전송 계수들에 의존하지 않기 때문에, 각 가입자는 다른 가입자들로부터 독립적으로 최적화될 수 있다. 상기 방법은 자기 간섭을 고려하므로, 현재 전송 안테나 어레이 가중 방법들보다 더 최적에 근사한 가중을 산출하게 된다.

또한, 정확한 SNR 분석은, 현재 전송 가중 방법들이 $I_{or}/I_{oc} \rightarrow 0$ 과 같은 리미트에서만 최적의 것을 설명하는데 이용되었다. 이와는 달리, I_{or}/I_{oc} 가 큰 고 기하학 환경들에서, 현재 가중 방법들이 더 간단한 선택 전송 다이버시티(STD)보다 더 잘못 수행되는 것에 대한 예들을 구성할 수도 있다. 또한, $I_{or}/I_{oc} = 0$ 인, 현재 전송 가중 방법들로부터 예측되는 이득들은, I_{or}/I_{oc} 가 큰 경우 상당히 감소될 수도 있다.

본 발명의 특정 실시예들을 참조하여 본 발명을 특정하게 나타내고 설명하였지만, 당해 기술분야에서 숙련된 당업자들은, 본 발명의 정신 및 범위내에서 본 발명의 구성요소들을 등가적으로 대체할 수 있으며 여러 변형들을 할 수 있음을 알 수 있다. 또한, 본 발명의 근본적인 범위로부터 이탈함이 없이 본 발명의 교시들에 특정 상황 또는 머티리얼을 적용하기 위해 다수의 변형들을 할 수도 있다. 따라서, 본 발명은 여기서 개시된 특정 실시예들에 한정되지 않고, 본 발명은 첨부된 청구항들의 범위내에 부합하는 모든 실시예들을 포함하는 것으로 의도된다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

복수의 어레이 소자들을 구비한 안테나 어레이를 갖는 전송 통신 장치 및 복수의 가입자 장치들을 구비한 통신 시스템에서의 안테나 빔형성 방법에 있어서,

복수의 최적화된 가중 계수들(weighting coefficients)을 생성하기 위해, 복수의 가중 계수들을 공동으로(jointly) 최적화하는 단계를 포함하고,

상기 복수의 최적화된 가중 계수들 중 각각의 최적화된 가중 계수는, 상기 복수의 소자들 중 하나의 소자와 관련되며, 상기 복수의 가입자 장치들 중 하나의 가입자 장치와 더 관련되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서, 복수의 변조된 신호들을 생성하기 위해 복수의 신호들을 변조하는 단계, 및

상기 복수의 어레이 소자들 중 하나의 어레이 소자를 통해 상기 복수의 변조된 신호들 중 변조된 신호 각각을 전송하는 단계를 더 포함하고,

상기 복수의 신호들 중 각각의 신호는, 상기 복수의 최적화된 가중 계수들 중 하나의 최적화된 가중 계수에 기초하여 변조되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 3.

제1항에 있어서, 복수의 가중 계수들을 공동으로 최적화하는 단계는, 상기 복수의 가입자 장치들 중 각각의 가입자 장치에 대한 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio: SNR)를 공동으로 최대화하는 복수의 가중 계수들에 대한 값을 결정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 4.

복수의 어레이 소자들을 구비한 안테나 어레이를 갖는 전송 통신 장치 및 복수의 가입자 장치들을 구비한 통신 시스템에서의 안테나 빔형성 방법에 있어서,

SNR의 공동 최적화 식의 근사값을 생성하기 위해 신호 대 잡음비(SNR)의 공동 최적화 식에서 하나 이상의 항을 근사화하는 단계; 및

한 세트의 최적화된 가중 계수들을 생성하기 위해 SNR의 공동 최적화 식의 근사값에 기초하여 복수 세트들의 최적화된 가중 계수들 중 한 세트의 가중 계수들을 독립적으로 최적화하는 단계를 포함하고,

상기 복수 세트들의 최적화된 가중 계수들 중 각 세트의 최적화된 가중 계수들은, 상기 복수의 가입자 장치들 중 하나의 가입자 장치에 대응하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 5.

제4항에 있어서, 한 세트의 최적화된 가중 계수들 중 각각의 최적화된 가중 계수는, 복수의 어레이 소자들 중 하나의 어레이 소자에 대응하고, 상기 방법은,

복수의 변조된 신호들을 생성하기 위해 복수의 신호들을 변조하는 단계, 및

상기 복수의 어레이 소자들 중 하나의 어레이 소자를 통해 상기 복수의 변조된 신호들 중 각각의 변조된 신호를 전송하는 단계를 더 포함하고,

상기 복수의 신호들 중 각각의 신호는, 상기 한 세트의 최적화된 가중 계수들 중 하나의 최적화된 가중 계수에 기초하여 변조되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 6.

제4항에 있어서, 상기 복수의 가입자 장치들 중 각각의 가입자 장치는 레이크 수신기(Rake receiver)를 구비하고, 각 가입자 장치의 레이크 수신기 출력의 공분산은 복수의 가입자 장치들 중 다른 가입자 장치들에 의한 공분산에 대한 기여를 포함하고, SNR 공동 최적화 식에 있어서 하나 이상의 항들을 근사화하는 단계는, 다른 가입자 장치들에 의한 공분산에 대한 기여를 갖는 각 가입자 장치의 레이크 수신기 출력의 공분산을 근사화하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 7.

복수의 가입자 장치들을 구비한 통신 시스템에서의 통신 장치에 있어서,

복수의 어레이 소자들을 구비한 안테나 어레이;

복수의 가중기들; 및

상기 복수의 가중기들 중 각각의 가중기에 연결된 처리기를 포함하고,

상기 복수의 가중기들 중 각각의 가중기는 상기 복수의 소자들 중 하나의 소자에 연결되고,

상기 처리기는 복수의 가중 계수들을 공동으로 최적화하고, 상기 복수의 가중 계수들 중 각각의 가중 계수는 상기 복수의 소자들 중 하나의 소자에 관련되며 상기 복수의 가입자 장치들 중 하나의 가입자 장치에 더 관련되는 것을 특징으로 하는 통신 장치.

청구항 8.

제7항에 있어서, 상기 통신 장치가 상기 복수의 가입자 장치들 중 하나의 가입자 장치에 데이터를 전송할 때, 상기 처리기는, 상기 가입자 장치에 관련되며 또한 상기 가중기에 연결된 소자에 관련되는 상기 가중 계수를 상기 복수의 가중기들 중 각각의 가중기에 제공하고, 그 후 상기 각각의 가중기는 상기 처리기로부터 수신된 가중 계수에 기초하여 신호를 변조하는 것을 특징으로 하는 통신 장치.

청구항 9.

복수의 가입자 장치들을 구비한 통신 시스템에서의 통신 장치에 있어서,

복수의 어레이 소자들을 구비한 안테나 어레이;

복수의 가중기들; 및

상기 복수의 가중기들 중 각각의 가중기에 연결된 처리기를 구비하고,

상기 복수의 가중기들 중 각각의 가중기는 상기 복수의 소자들 중 하나의 소자에 연결되고,

상기 처리기는, SNR의 공동 최적화 식의 근사값을 생성하기 위해 신호 대 잡음비(SNR)의 공동 최적화 식에 있어서 하나 이상의 항들을 근사화하고, 한 세트의 최적화된 가중 계수들을 생성하기 위해 SNR의 공동 최적화 식의 근사값에 기초하여 복수 세트들의 가중 계수들 중 한 세트의 가중 계수들을 독립적으로 최적화하고, 상기 복수 세트들의 최적화된 가중 계수들 중 각 세트의 최적화된 가중 계수들은 상기 복수의 가입자 장치들 중 하나의 가입자 장치에 대응하는 것을 특징으로 하는 통신 장치.

청구항 10.

제9항에 있어서, 상기 복수의 가입자 장치들 중 각각의 가입자 장치는 레이크 수신기를 구비하고, 상기 각 가입자 장치의 상기 레이크 수신기 출력의 공분산은, 상기 복수의 가입자 장치들 중 다른 가입자 장치들에 의한 공분산에 대한 기여를 포함하고, 상기 처리기는, 상기 공분산이 다른 가입자 장치들에 의한 공분산에 대한 기여와 같도록 근사화함으로써, 신호 대 잡음비(SNR)의 공동 최적화 식에 있어서 하나 이상의 항들을 근사화하는 것을 특징으로 하는 통신 장치.

요약

안테나 어레이 빔형성 기술은, 전송 통신 장치(101)에 의해 서비스되는 다수의 가입자 장치들(105-107)에 대한 독립적인 전송 가중 계수들을 채용한다. 가중 계수의 최적화는, 다수의 가입자 장치들의 독립 벤처(venture)(404)라기보다는 공동 벤처이다. 바람직하게는, 공동(joint) 최적화는, 전송 통신 장치에서 구현되며, 각 가입자 장치에서 관찰되는 인터셀 및 인트라셀 간섭의 인식뿐만 아니라, 각 가입자 장치와 그 자신간의 채널 인식에 기초하여 최적화되는 통신 장치를 수반한다. 가중 계수들의 공동 최적화(404)는, 복잡한 프로세스이며, 상기 프로세스를 간단히 하기 위해, 가입자 장치에 대응하는 가중 계수들이 공동으로 보다는 독립적으로 최적화되는(410) 것을 허용하는 최적화 기준들의 근사값들이 이용된다(409, 410). 자기 간섭(self-interface)을 고려하므로, 본 발명의 프로세스는 현재 가중 방법보다 더 최적에 근사한 가중 계수들을 산출하게 된다.

대표도

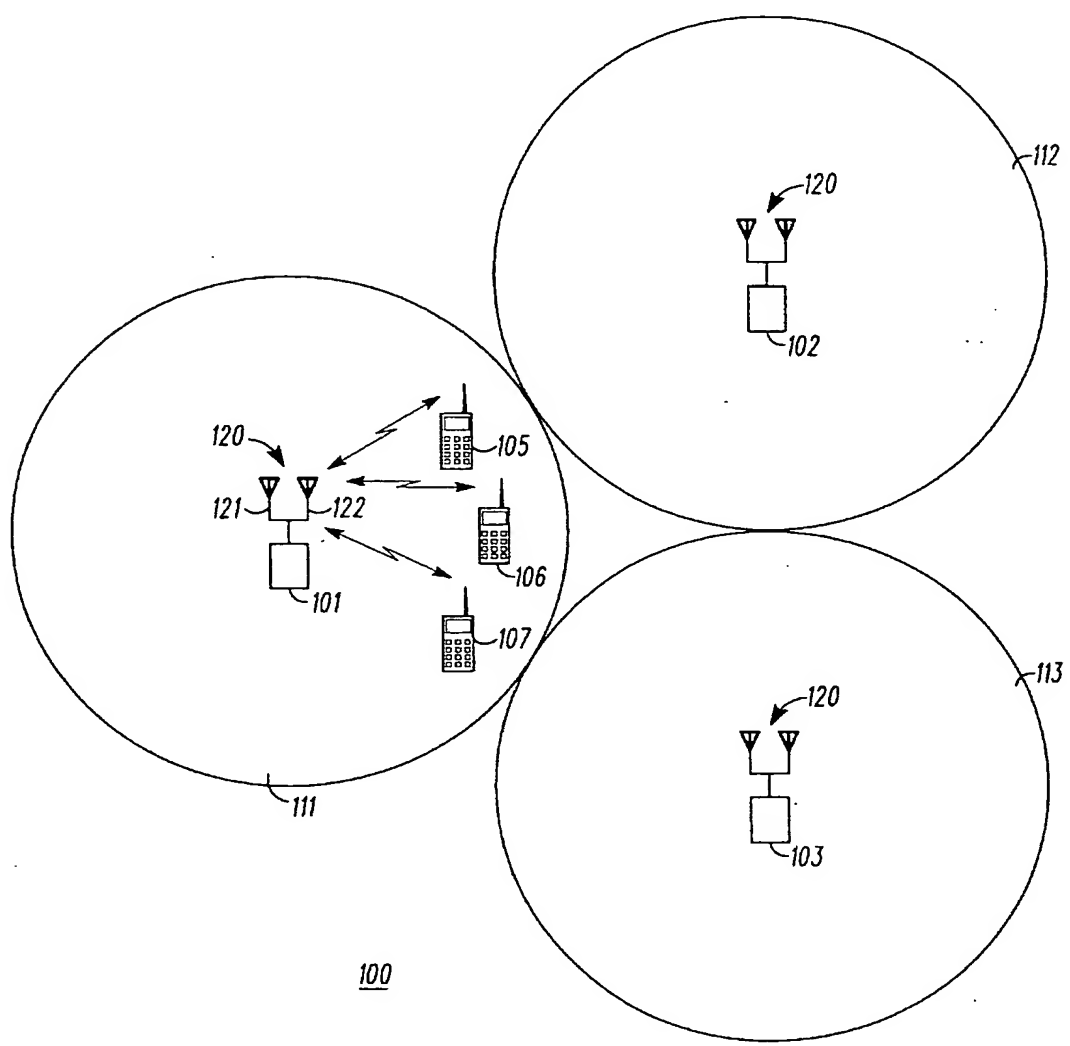
도4

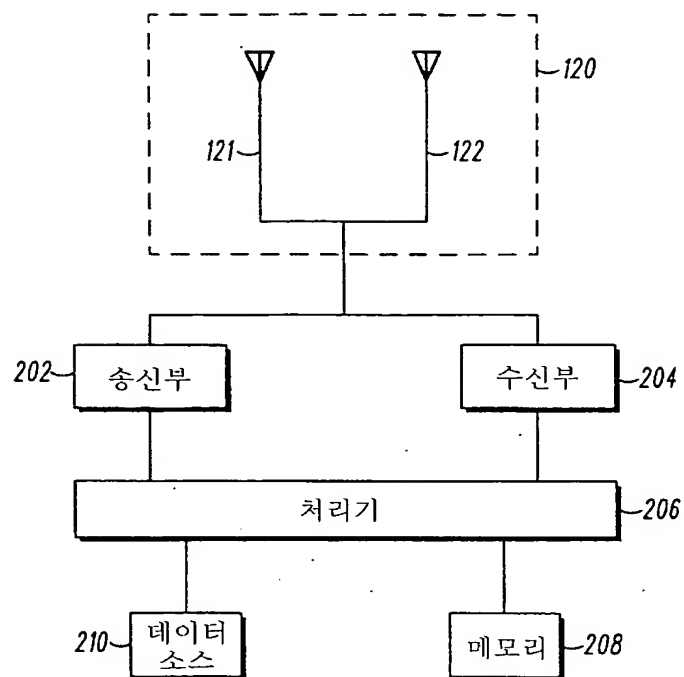
색인어

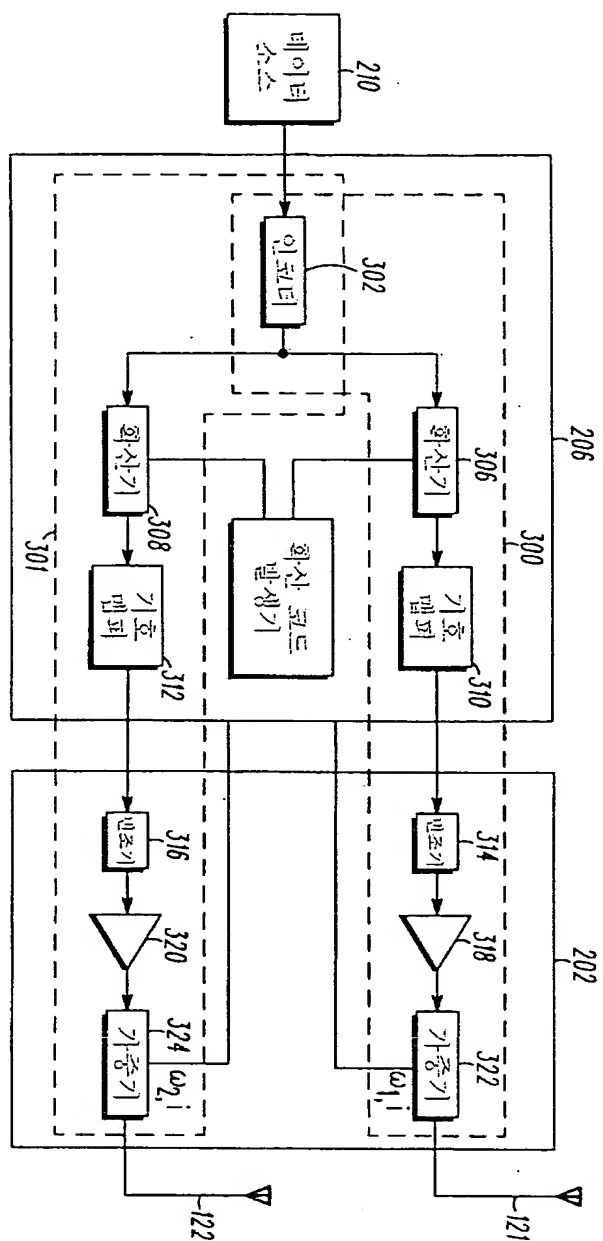
안테나 어레이, 빔형성, 가입자 장치, 가중 계수, 자기 간섭

도면

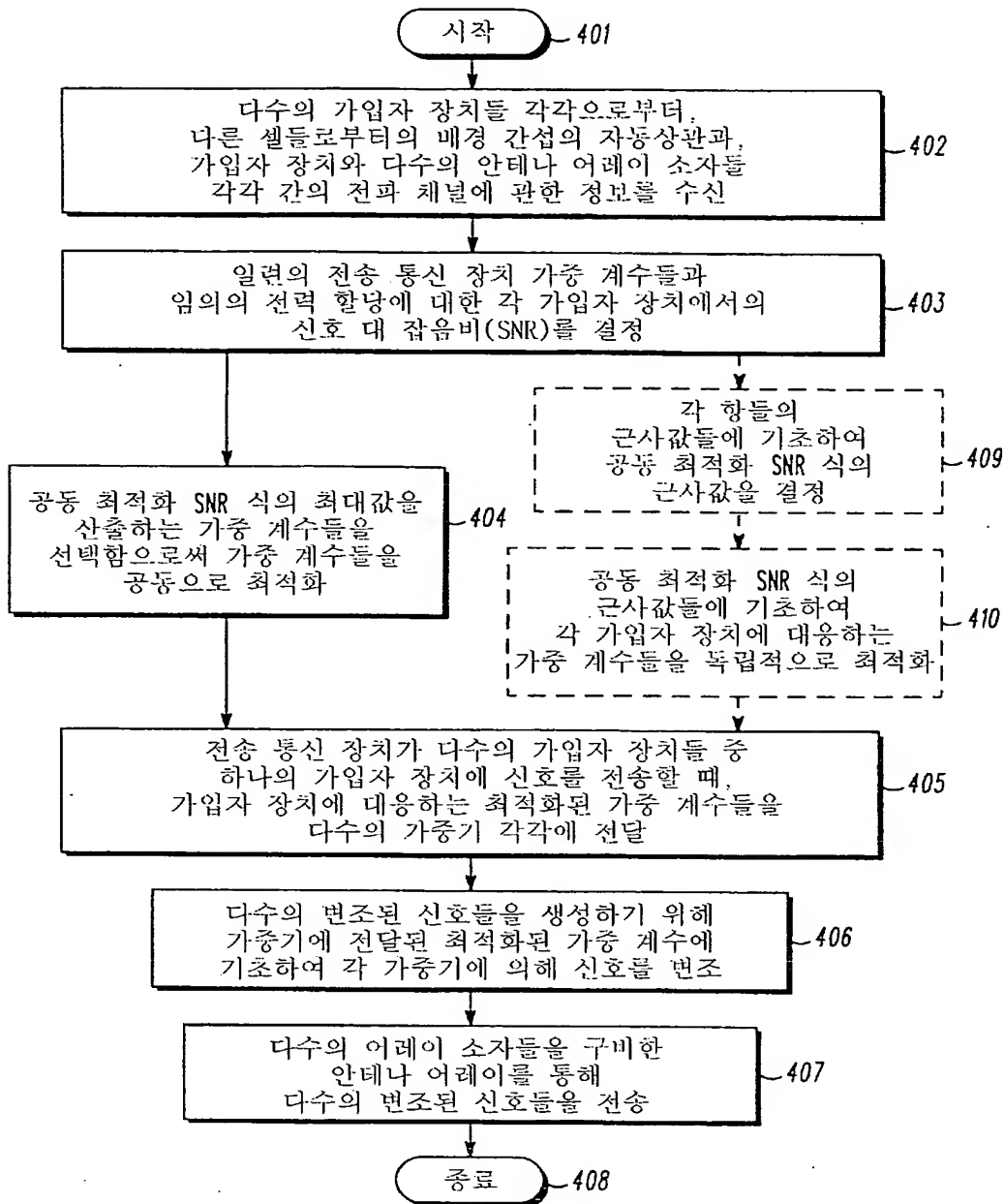
图 1



101-103



400



도면 5

E_c/I_{or}	$(E_s/N_t)_{TxAA} - (E_s/N_t)_{STD} \text{ (dB)}$			
	$I_{or}/I_{oc}=0 \text{ dB}$	$I_{or}/I_{oc}=5 \text{ dB}$	$I_{or}/I_{oc}=10 \text{ dB}$	$I_{or}/I_{oc}=\infty \text{ dB}$
0.05	2.00	1.66	1.28	0.92
0.1	1.94	1.52	1.07	0.61
0.2	1.82	1.25	0.62	-0.03
0.5	1.44	0.37	-0.93	-2.45
0.9	0.91	-1.01	-3.85	-9.88

I_{or}/I_{oc} 와 E_c/I_{or} 의 함수로서
STD 와 TxAA 안테나 어레이 가중의 성능을 비교

도면 6

E_c/I_{or}	$(E_s/N_t)_{OPTIMAL} - (E_s/N_t)_{TxAA} \text{ (dB)}$			
	$I_{or}/I_{oc}=0 \text{ dB}$	$I_{or}/I_{oc}=5 \text{ dB}$	$I_{or}/I_{oc}=10 \text{ dB}$	$I_{or}/I_{oc}=\infty \text{ dB}$
0.05	0.02	0.09	0.21	0.36
0.1	0.03	0.13	0.29	0.51
0.2	0.05	0.22	0.51	0.90
0.5	0.14	0.65	1.55	2.84
0.9	0.36	1.62	4.03	9.89

I_{or}/I_{oc} 와 E_c/I_{or} 의 함수로서 종래 TxAA 송신기 안테나 어레이 가중과,
본 발명의(최적인) 최적화된 송신기 안테나 어레이 가중의 성능의 비교